



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	一次元レーダー信号の低速度相関方式
Author(s)	鈴木, 道雄; Suzuki, Michio; 塚本, 信夫 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 45, 53-65
Issue Date	1967-12-20
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/40848
Type	departmental bulletin paper
File Information	45_53-66.pdf



一次元レーダー信号の低速度相関方式

鈴木道雄*

塚本信夫*

(昭和42年8月30日受理)

Low-Speed Cross-Correlation Radar Signal Detection System

Michio SUZUKI

Nobuo TSUKAMOTO

Department of Electronic Faculty of Engineering
Hokkaido University, Sapporo, JAPAN

(Received August 30, 1967)

Abstract

In this paper a low-speed cross-correlation system available for a one-dimensional radar signal detection system was presented. In practice, the simplicity of an equipment is of great importance, this system, which promised considerable improvement of signal-to-noise ratio, was found to be applicable especially in its simplicity. Interpretation of the operative principle, a concrete method of realizing it and some theoretical analysis were described. The experimental results obtained using the experimental device made in our laboratory were also presented.

まえがき

本報告は軌道用障害物探知レーダーの開発の一端として、一次元レーダー信号受信の一方をを発表するものである。

今日まで、レーダー信号等の相関方式として種々発表されてはいるが、いずれも実際面に当って、その装置自体かなりの複雑性をもつものであり車載用レーダーとしてはその占積率、経済性、それに信頼性等を考えると考ずしも適当なものではない。そこで一次元レーダーである事、しかも比較的探知距離の短い事等の条件から非常に簡単な装置を用いて、相当量の信号対雑音比の改善の期待される本方式が有用なものとなる事が判明した。ここではその方式の動作原理の説明ならびに具体的な実現方法を述べそれに次いで簡単な理論的解析を行ない最後に実験室において試作した装置による実験結果を示した。

1. 概要

レーダー信号受信に際して重要となる諸量として、次のものがあげられる。すなわち(1)最

* 電子工学科電波応用工学講座

大探知距離, (2) 距離分解能, それに (3) データ獲得時間である。このうち (1) に関しては受信系の設計に当り出来るだけ大きなものを与える事が望ましいであろう。それはもしも必要以上の遠方までをも探知する能力を得る事が出来る場合には, 送信電力を決定する送信系に, より小なる装置に代用出来るであろうし, また, ある場合にはより大なる信頼性を獲得出来るであろうからである。しかし (2) 及び (3) においては必要以上のその品質向上は必ずしも有益であるとは限らない。なぜなら, (3) においては障害物の存在を知ってから, 人間を含めてのそれに対する措置を行なう制御系の応答時間にくらべて無視出来る場合には (3) における品質向上は意味をもたないものであるからである。一次元レーダーでは (3) は通常非常に短いものであり, 今の場合には数 μs であると考えられる。それゆえ実用上差しつかえの無い限りまでに (3) を延長することによって信号対雑音比の改善をはかる事が出来る。このことにより簡単な装置による相当量の信号対雑音比の改善が可能になるのである。信号対雑音比改善を目的とした相関方式には自己相関方式と相互相関方式があるが, ここでは相互相関方式を採用する。

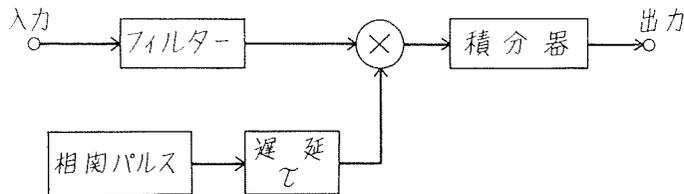


Fig. 1. Blockdiagram of fundamental principle of cross-correlation system.

この方式の原理を Fig. 1 により示したが入力信号は, 適当なる波器を通った後遅延時間 τ の相関パルスとの積の演算がなされ最後に位周波数波器, すなわち積分器を通じて出力となる。Fig. 1 に示される装置では基点とする時刻より τ 秒の遅れの位置に対応する信号が出力に現われるものであって, このままでは, 全期間にわたる, すなわち, 距離全体にわたる信号は得ることが出来ないので実際には種々の τ に対するものを並列に使用するか, あるいは時間的に τ の変化を与えて, それによって完全なパターンを得なければならないであろう。ここに述べるものは後者であって, 二次元レーダー等, 通常はデータ獲得時間が極度に長くなるので用いられないのであるが, ここに述べる場合においては充分に有能なものであることが明らかになった。Fig. 1 に示される装置を, 距離分解能に等しい個数を用意した従来の方式に比して本方式がいかに簡単であるかは容易に察することが出来る。ここではこの様な方式によって入力信号に相関操作を施し, その後に得られる出力信号についての波形, 距離分解能, 信号対雑音比それにデータ獲得時間についての計算と実験によってその大略を示した。

2. 方式の説明

ターゲットが静止の状態にある時にはそれからの反射信号は既知の同期 T_0 を有する周期信号である。今周期 T_0 なる T_0 とわずかに異なる周期をもった相関パルスによってその反射信

号に相関操作を施すことによりその周波数スペクトラムは、周波数の原点付近に集中した成分を有するものである。一方白色雑音は、分散して現われるであろうから適当な低域フィルターによって信号対雑音比の改善された反射信号を取り出す事が出来る。

3. 計算解析

混乱をさけるために図によって、原理ブロック図中の信号及び雑音の時間関数を明示しておく。まず入力、信号、雑音成分を各々 $s_i(t)$, $n_i(t)$ とし、入力信号はそれらの線形結合より成るものとし、雑音は定常、正規分布の仮定を満たすものとする。フィルターは受信機器の相関

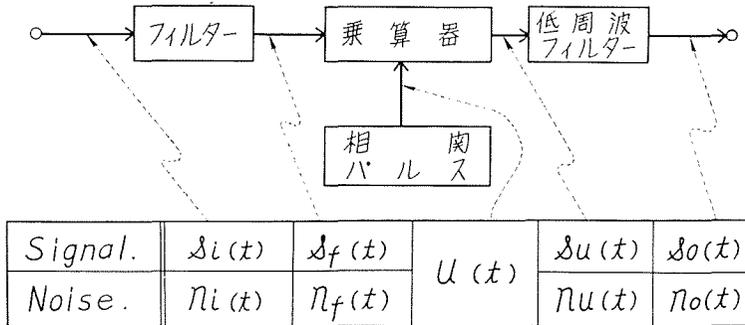


Fig. 2. Principle and definition of the principal symbols used here.

器以前に接続されているすべてのもの、たとえば、アンテナ系、I.F 増幅器等を代表するものであって、いずれも線形動作をするものと仮定する。フィルター通過後の信号成分は周期 T_0 の周

$$\left. \begin{aligned}
 s_f(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} s'_f(t-mT_0) \\
 m &= \dots -2, -1, 0, 1, \dots \\
 s'_f(t) &= \begin{cases} s_f(t) & (0 \leq t < T_0) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}
 \end{aligned} \right\} \tag{1}$$

と書くことが出来る。ここに $s'_f(t)$ は一周期中の信号波形である。 $s_f(t)$ がこの周期とわずかに異期信号であるからなる周期 T'_0 をもつ $u(t)$ なる相関パルスによって相関操作が加えられ、その後の波形を $s_u(t)$ とすれば、(2) 式となる。

$$s_u(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s'_f(t-mT_0) u'(t-nT'_0) \tag{2}$$

ここで前と同じく

$$\left. \begin{aligned}
 u(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} u'(t-nT'_0) \\
 n &= \dots -1, 0, 1, 2, \dots \\
 u'(t) &\text{は } 0 \leq t < T'_0 \text{ 以外で } 0 \text{ を満たす。}
 \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

また以後にて、フーリエ変換を表わすものとする。

すなわち

$$\tilde{\varepsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon(t) e^{-i\omega t} d\omega \quad (4)$$

さて、(2) 式の関係は、 δ -関数の導入により (5) 式の如く表わすことが出来る。

$$\tilde{s}_u(t) = 2\pi f_0 f'_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}'_f(m\omega_0) \tilde{u}'(n\omega'_0) \times \delta\{\omega - (m\omega_0 + n\omega'_0)\} \quad (5)$$

ここに、 $\omega_0 = 2\pi/T_0$, $\omega'_0 = 2\pi/T'_0$, $f_0 = \omega_0/2\pi$, (5) 式は相関パルス $u(t)$ によって 1 個の信号アンサンブル $s_f(t)$ がサンプリングされた後無限に続く波形のフーリエ変換を示している。Fig. 3 は、この時の周波数スペクトラムの様子を示している。

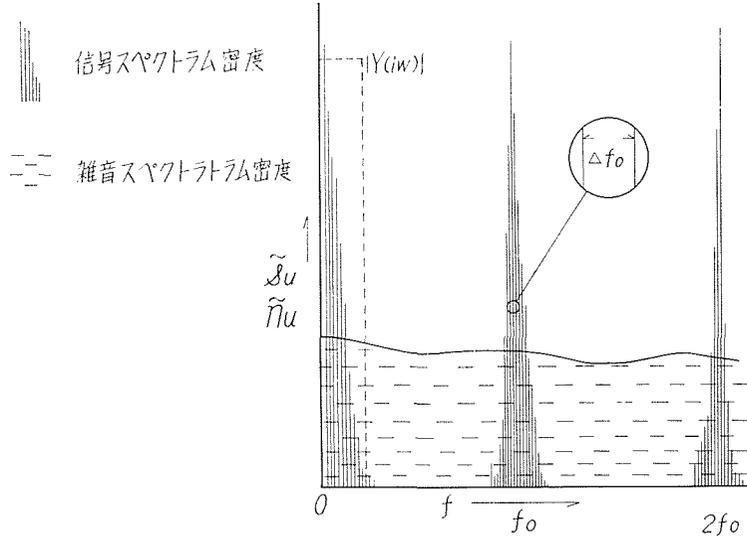


Fig. 3. Intensity density spectrum of signal and noise after the multiplying operation with reference signal $u(t)$.

Fig. 3 の如くに信号成分の周波数スペクトラムは周波数 0 を中心として一次、それより ω_0 の間隔をもって高次の項が存在する。一方雑音成分は一様に分散されたものとなっており、Fig. 3 の点線に示したような低域フィルターの操作によって信号対雑音比が改善され得る事がわかる。今、低域フィルターの伝達関数を $Y(i\omega)$ とすると、

$$\tilde{s}_0(\omega) = Y(i\omega) \tilde{s}_u(\omega) \quad (6)$$

であるから今 $\omega'_0 > \omega_0$ と仮定し $\omega'_0 - \omega_0 = \Delta\omega_0$, $m = p - q$, $n = q$ とおきかえると (5) 式の δ -関数の部分は $\delta\{\omega - (p\omega_0 + q\Delta\omega_0)\}$ とかけるから、 $u(t)$ あるいは $s_f(t)$ の最大帯域を $\pm k\omega_0$ としたときに $2k\Delta\omega_0 < \omega_0$ が満たされているものとする、Fig. 3 の周波数スペクトラムは重なり合うことなく $p=0$ の時のみ 0 でない値をもつことから、(6) 式は

$$\tilde{s}_0(\omega) = f_0 f'_0 \sum_{q=-k}^k \tilde{s}'_f(-q\omega_0) \tilde{u}'(q\omega'_0) \times Y(i\omega) \delta\{\omega - q\Delta\omega_0\} \quad (7)$$

これから出力信号の最大瞬時電力として

$$|s_0(t)|^2 = (f_0 f_0')^2 \left| \sum_{-k}^k \tilde{s}_f(-q\omega_0) \tilde{u}'(q\omega_0) Y(iq\Delta\omega_0) e^{iq\Delta\omega_0 t_0} \right|^2 \quad (8)$$

t_0 は最大値を与える時間である。

さて、次に雑音のみ入力として印加された場合には、雑音アンサンブルを $n_f(t)$ と書くことにすれば、

$$n_f^x(t) = \begin{cases} n_f(t) & (|t| \leq T) \\ 0 & (|t| > T) \end{cases} \quad (9)$$

として、 $n_f^x(t)$ がこの操作を受けた後の波形として、 $n_u^x(t)$ と書くことにすれば、

$$n_u^x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} n_f^x(t) u'(t-nT_0) \quad (10)$$

から $\tilde{n}_u^x(\omega)$ を求めると

$$\tilde{n}_u^x(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} df' \int_{-\infty}^{\infty} n_f^x(t) \bar{e}^{i(\omega-\omega')t} dt \times \int_{-\infty}^{\infty} u'(t'-nT_0) \bar{e}^{i\omega' t'} dt' \quad (11)$$

となるから雑音成分も信号と同じ帯域 $k\omega_0$ を有するものとして、

$$\tilde{n}_u^x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_0' \delta(\omega' - n\omega_0) \tilde{u}'(\omega') \tilde{n}_f^x(\omega - \omega') d\omega' = f_0' \sum_{n=-k}^k \tilde{u}'(n\omega_0) \tilde{n}_f^x(\omega - n\omega_0) \quad (12)$$

ここに、 $f' = \omega'/2\pi$

$$\tilde{n}_f^x(\omega) = \int_{-T}^T n_f(t) e^{i\omega t} dt$$

である。

(12) 式は $-T \sim T$ までの雑音アンサンブルが相関パルスによって操作を受けた後の Fourier 変換を示している。さて前と同様に低域フィルター $Y(i\omega)$ を通すことによって、

$$\tilde{n}_0^x(\omega) = f_0' \sum_{n=-k}^k \tilde{u}'(n\omega_0) \tilde{n}_f^x(\omega - n\omega_0) Y(i\omega) \quad (13)$$

となる。低域フィルターの帯域は入力雑音の帯域に比して十分に狭いものであり、ある程度以上大なる T では $\tilde{n}_f^x(\omega - n\omega_0)$ は $\pm k\Delta\omega_0$ ($Y(j\omega)$ の帯域) 内ではほぼ一定値と見なすことが出来るので、(13) 式は次の如く書き表わすことが出来る。

$$\left. \begin{aligned} \tilde{n}_0^x(\omega) &\simeq f_0' \sum_{n=-k}^k \tilde{u}'(n\omega_0) \tilde{n}_f^x(-n\omega_0) Y(i\omega) \\ |\omega| &< k\Delta\omega_0, \quad T \rightarrow \text{大} \end{aligned} \right] \quad (13')$$

これから雑音平均電力は、

$$\begin{aligned} \bar{N}_0^2 &= \overline{n_0^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left| \sum_{-k}^k \overline{\tilde{u}'(n\omega_0) \tilde{n}_f^x(-n\omega_0)} \right|^2 \\ \Delta\omega &= k\Delta\omega_0 \end{aligned} \quad (14)$$

雑音の平均値を 0 として、雑音周波数スペクトラムを次の如く定義することにより、(14) 式が得られる。

$$W(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \overline{|\tilde{n}_f'(\omega)|^2}$$

として、

$$\bar{N}_0^2 = \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} |Y(i\omega)|^2 df f_0'^2 \sum_{-k}^k |\tilde{u}'(n\omega_0')|^2 W(n\omega_0') \quad (14')$$

(14)' 式は、雑音成分のみが、相関操作を施された後の雑音電力を示している。(8) 式と (14)' 式とから、出力の信号対雑音比が計算され、(15) 式のようになる。

$$\left(\frac{S}{N}\right)_c = \frac{|s_0(t_0)|^2}{\bar{N}_0^2} = \frac{f_0'^2 \left| \sum_{-k}^k \tilde{s}_f'(-q\omega_0) \tilde{u}'(q\omega_0') Y(iq\Delta\omega_0) e^{iq\omega_0' t_0} \right|^2}{\int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} |Y(i\omega)|^2 df \sum_{-k}^k |\tilde{u}'(n\omega_0')|^2 W(n\omega_0')} \quad (15)$$

ここに、 $f_0' = \omega_0'/2\pi$, $\Delta f_0' = \Delta\omega_0'/2\pi$,

さて、ここで、 $\Delta\omega \gg \Delta\omega_0'$ であるから

$$\int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} |Y(i\omega)|^2 df \simeq \Delta f_0' \sum_{-k}^k |Y(iq\Delta\omega_0')|^2$$

と近似することが出来るので、(15) 式は (15)' 式に書きかえられる。

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{f_0' \left| \sum_{-k}^k \tilde{s}_f'(-q\omega_0) \tilde{u}'(q\omega_0') Y(iq\Delta\omega_0') e^{iq\omega_0' t_0} \right|^2}{f_0' \Delta f_0' \sum_{-k}^k |Y(iq\Delta\omega_0')|^2 \sum_{-k}^k |\tilde{u}'(n\omega_0')|^2 W(n\omega_0')} \quad (15')$$

(15)' 式は、この方式によって得られるべき信号対雑音比を示している。

今、一例として、次のような仮定を設けることにする。まず、相関パルスとして、 δ -関数近似の出来る幅の狭いく形パルスを選ぶことにする。

$$\left. \begin{array}{l} u'(t) = u_0 \delta(t) \\ \text{あるいは } \tilde{u}'(\omega) = u_0 \end{array} \right\} \quad (16)$$

また、低域通過フィルターの伝達関数 $Y(i\omega)$ としては、帯域幅を $\Delta\omega = k\Delta\omega_0'$ とするく形フィルターであるとする。すなわち、

$$Y(i\omega) = \begin{cases} A & (|\omega| \leq \Delta\omega) \\ 0 & (|\omega| > \Delta\omega) \end{cases} \quad (17)$$

それに入力雑音は白色雑音であるとして、

$$W(\omega) = W(\text{const.}) \quad (|\omega| \leq k\Delta\omega_0')$$

このような条件の下では、(15)' 式は

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{f_0'}{\Delta f_0'} \frac{A^2 u_0^2 \left| \sum_{-k}^k \tilde{s}_f'(-q\omega_0) e^{iq\omega_0' t_0} \right|^2}{(2k+1) u_0^2 (2k+1) f_0' W} \quad (18)$$

ここで本方式によって、いかに信号対雑音比が改善されるかを知るために、相関操作が行なわれる以前の信号対雑音比 $(S/N)_f$ を (19) 式のように書き表わすことによって、(18), (19) 式から、(20) 式が導かれる。

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \frac{|\sum_{-k}^k \tilde{s}'_f(-q\omega_0) e^{iq\omega_0 t'_0}|^2}{f'_0 \sum_{-k}^k W(n\omega'_0)} \quad (19)$$

$W(n\omega'_0) = W(\text{const.})$ とすることにより、

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \frac{|\sum_{-k}^k \tilde{s}'_f(-q\omega_0) e^{iq\omega_0 t'_0}|^2}{(2k+1)f'_0 W} \quad (19')$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{f_0}{(2k+1)\Delta f_0} \left(\frac{S}{N}\right)_f \quad (20)$$

(20) 式において、 f_0 はレーダーくり返しし周波数、 $(2k+1)\Delta f_0$ は、低域通過フィルターの帯域幅であり、両者の比、 $f_0/(2k+1)\Delta f_0$ が本方式によって改善されるべき信号対雑音比の改善度であることがわかる。すなわち改善度は、 db にて、 $10 \log (f_0/(2k+1)\Delta f_0)$ であることが知れる。データ獲得時間は、 f_0 と f'_0 との差、すなわち Δf_0 によって、 $T_a=1/\Delta f_0$ と与えられ、また、距離分解能は、最大探知距離と距離分解能との比を α にて表わせば

$$\alpha d_{\min} = d_{\max},$$

ここに d_{\min} は、距離分解能、 d_{\max} は、最大探知距離である。最大帯域が、 f である系の分解可能な最小時間差は、 $1/2f$ であろうから、これらの関係として、

$$\alpha F = \frac{T_a}{T_0}, \quad (25)$$

ここで F は、

$$F = \frac{f_0}{(2k+1)\Delta f_0},$$

であり、信号対雑音比改善度である。(25) 式は、距離分解能指数と、信号対雑音比の改善度の積はこの方式によって延長されたデータ獲得時間の改善以前のそれとの比に等しいことを示している。すなわち T_a と α とによって F の上限は制限される。一次元レーダーでは、レーダーくり返しし周期 T_0 は、非常に小であって、かつ、測距離用レーダーの如くに、相当大なる α を要求する場合でない限り、この方式は、次の一例によっても充分有用であることが知れる。一例として、 $\alpha=80$ 、 $T_0=1/80 \text{ kc}$ 、 $T_a=1/12 \text{ c}$ 、としたときには $F=83$ となり、電力にて、83 倍の改善がなされることが知れる。なお、(16) 式、(17) 式のような仮定の下では、入力信号波形と出力信号波形は、相似であって、出力信号波形は入力信号波形の時間的拡大を受けているにすぎないものである。相関パルス波形及び低域フィルターを、いかに選定することが最適であるかは、追って発表したく思っている。

4. 模 擬 実 験

こうした考えのもとに、信号対雑音比改善の装置を試作し、擬似レーダー信号として、く形パルス発生器と、雑音発生器出力を結合して、この装置の入力と出力端の波形を直接観測して、信号対雑音比の改善度、波形を観測した。まず、この装置のブロック図を示すと Fig. 4 になるが、これを簡素に書き改めると Fig. 5 のように表わされる。Fig. 4 にそってこの装置の動作を説明すれば、まず、入力端から加えられた入力信号は、サンプリングヘッドにより 50 ns 幅の相関パルスにて、相関操作がなされ、その後、パルス状の波形は、その電力を増大するために、保持回路を通され、増幅され、後、低周波直流増幅器を通して、 $Y(i\omega)$ で示される低域フィルターを通り増幅され、出力信号となる。一方、相関パルスの同期としては、次の如くな

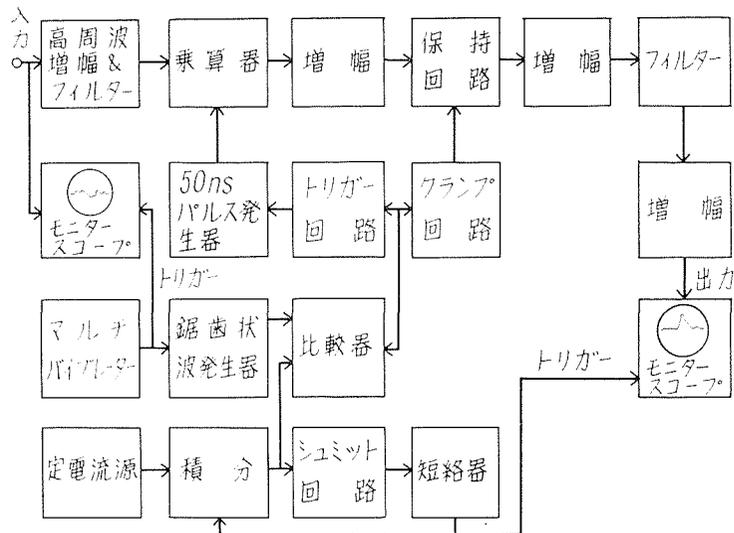


Fig. 4. Experimental circuitry entire blockdiagram (a).

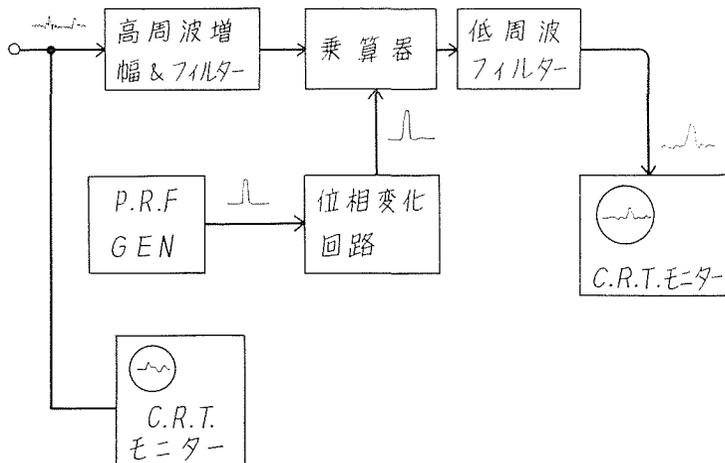


Fig. 5. Experimental device Simplified blockdiagram (b).

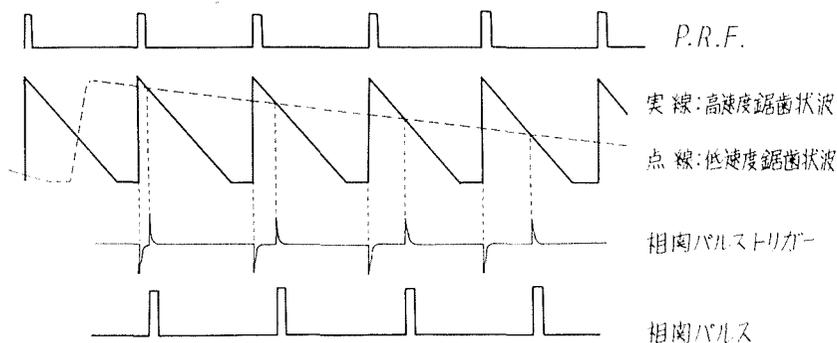


Fig. 6. Time Chart.

っている。

すなわち、クライストロントリガーに同期した 80 kc のマルチバイブレーターから、一旦鋸歯状波を作成し、これと、別に設けられた低速度の鋸歯状波の電圧値の比較によって、両者の電圧値の等しい時刻にパルスが発生せしめるパルサーを相関パルス発生トリガーとし、低速度鋸歯状波の一周期がデーター取束時間となるものである。云い換えれば、相関パルスの位相を低速度で直線的に変化せしめ、位相角 2π をもってくり返えし掃引し、一つの信号相関を終えるものである。

以下、実験に際して選定した諸条件を述べ、併せて、その意味をつけ加えておいた。

- (i) レーダーくり返えし周波数 $f_0=80$ kc
これによると、 $l_{\max}=1.9$ km となる。
- (ii) 擬似反射信号パルス幅 $\tau=100$ ns
(周波数スペクトラムの主要部分は 10 Mc 内に入る。)
- (iii) 低周波鋸歯状波周期 $1/f_0=83$ ms
データー獲得時間であり、1 秒間に 12 コの受信信号アンサンブルが得られる。この程度であれば実用上、支障のないものと思われる。
- (iv) 低域フィルター帯域幅 $\Delta f=500$ c/s
これによって、信号対雑音比改善度は、電力にて $f_0/2\Delta f=80$ から 80 倍となる。また、(iii) と (iv) とより距離分解能指数は、 $2\Delta f/f_0=83$ となる。すなわち、全レンジの 1/83 の距離をおいて存在する 2 つの物体を区別出来るということで、これは、約 23 m となる。

以上の予想のもとに、実験によって得られた写真を示す。まず、Photo 1 によって擬似反射パルス波形を示した。Time Scale は、200 ns/cm で、パルス幅は 100 ns のものである。入力信号の信号対雑音比はこの振幅値を変化させて決定し、雑音レベルはいずれも等しいものである。

以下 Photo 1 によって示した振幅値の時を 0 db と定めることにする。Photo 2~4 は、いずれも、-20 db の時であって、Photo 2 は、入力信号の単一掃引波形であり、もちろん信号成

分は全く認められない。Photo 3 は、本装置出力を示しており、比較のため、4つのアンサンブルを垂直位置を変えて表わした。これが信号雑音比改善のなされた波形である。明確ではないにしろ、明らかに信号の存在を知る事が出来る。また、Photo 1 を 1/30 秒間の連続掃引を行ない撮影したのが Photo 4 であって、実際、A スコープ表示によって、肉眼で観測する場合には、Photo 4 のように現われるのであるが、これによっても、信号成分は、ほとんど発見する事が出来ない。Photo 4 による信号の検出と、Photo 3 とによるものの、いずれが容易であるかは、ここでは問題ではない。それは、本方式がレーダー信号の自動的検出を目的としたもので

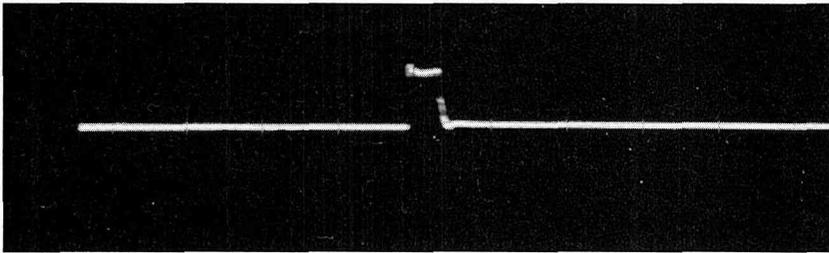


Photo 1.

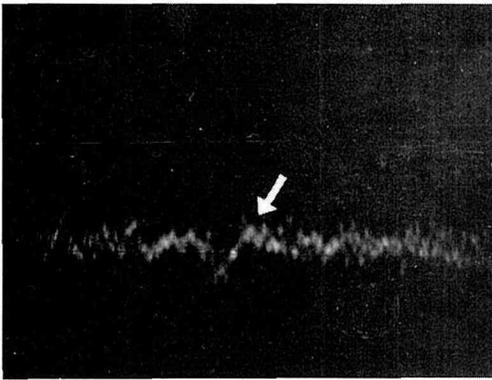


Photo 2.

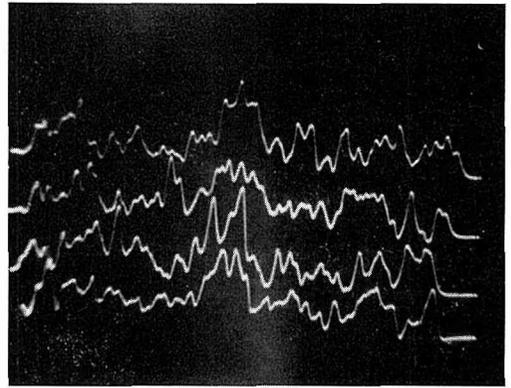


Photo 3.

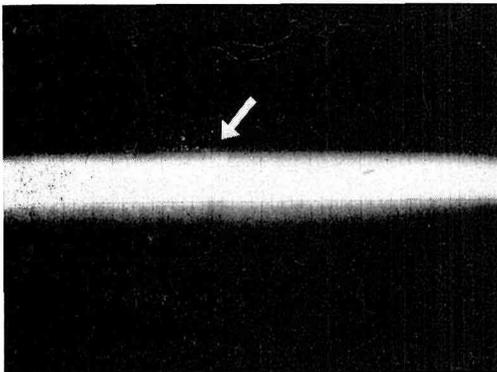


Photo 4.

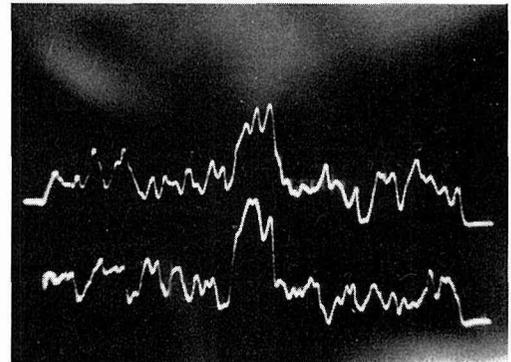


Photo 5.

あって、表示方式の一つではないからである。Photo 2 よりも、4 による方が判定が容易である事は云うまでもなく、我々の視力が一種の相関器となって働いているのであって、この場合、残像現象が信号対雑音比改善に寄与しているものである。

次に、 -15 db の場合を Photo 5 にて示した。入力信号の波形は、 -20 db の場合の Photo 2 及び 4 に準ずるので省略したが、この場合にも、入力信号の観測によつての信号成分の検出は、不可能に近い。さて、Photo 5 は本装置出力信号の波形を 2 コのアンサンブルで示したが、そのいずれにおいても信号成分の存在は、かなりはっきりしたものとなっており、実用上信号成分の検出は、かなりの信頼度をもって可能であると云うことが出来る。

同じくして、 -10 db の時の波形を Photo 6, 7, 8 で示した。Photo 6 は入力信号の単一掃引波形であり、信号成分に関して、それらしきものの存在が、わずかに認められるようになり、ほぼ写真中央に、かすかに他とは異なった形状を発見する事が出来る。しかし、判然としたものではなく、信号成分の検出は、不可能である。一方 Photo 6 にある入力信号波形を $1/30$ 秒間の連続掃引によつて撮影したのが、Photo 8 であるが、ほぼ中央部分に、雑音の平均値が、わずかに信号成分、すなわち、 100 ns 幅のく形パルスの形状を現わしているのがわかり、A スコープでの観測によつては、大体信号の検出が可能であるかと思われる。さて、信号対雑音比の改

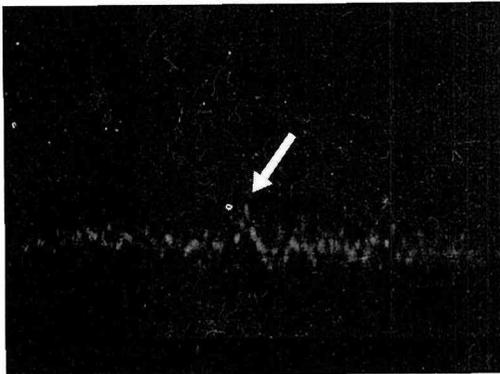


Photo 6.

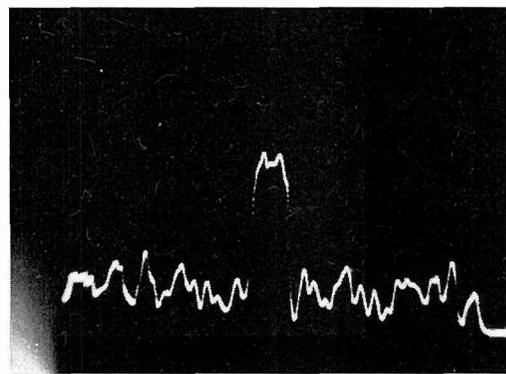


Photo 7.

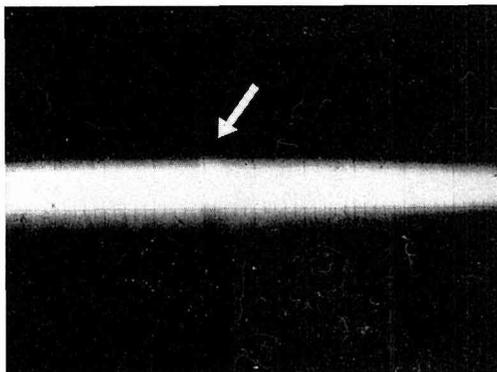


Photo 8.

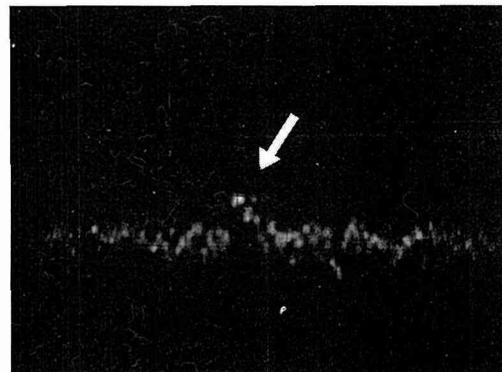


Photo 9.

善がなされた波形を、Photo 7 において示したが、ここでは、信号成分の検出にあたり、もはや雑音成分の存在は、ほとんど何ら障害を与えないものとなっており、良好な信号対雑音比を得ている。

最後に、 -5 db の場合を、Photo 9 及び 10 で示した。Photo 9 及び 10 から各々の信号対雑音比を大まかではあるが、求めてみると、入力信号でのそれは、およそ 5 倍程度であり、また出力信号においては、400 倍にもなっていることが知れる。この事から、信号対雑音比改善度は、80 倍程度であるものと思われる。(ここで云う信号対雑音比とは、信号成分最大瞬時電力の雑音平均電力に対する割合であり、雑音平均値は 0 である。) 前の計算式から $F=f_0/2\Delta f=80$ と得られたが、この事によって計算結果と、よく一致しているものと思われる。なお、実用上、差しつかえのない量として、データー獲得時間を 83 ms に選んだが、データー獲得時間を延長する事によって、相関時間をより長いものとし、望むかぎりの信号対雑音比の改善を得る事が出来、出力での電力表示信号対雑音比は、データー獲得時間に比例して増大せしめる事が出来

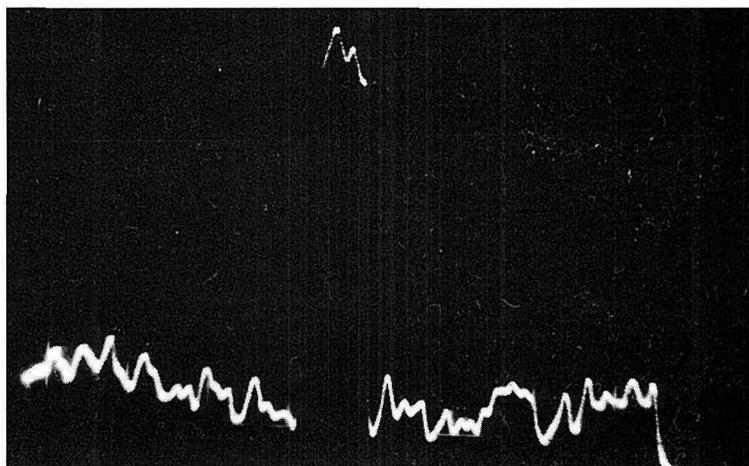


Photo 10.

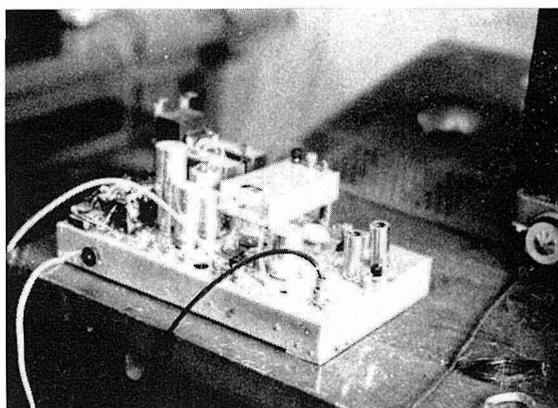


Photo 11.

る。しかるに、信号対雑音比改善の上限は、このデータ獲得時間によって、制約を受けることになり、二次元レーダーや遠距離レーダーの如くに、もともと、データ獲得時間の長いものに対しては適用する事が出来ない。おわりに、本装置の外観を Photo 11 で示したが、写真中の装置は、波形指示部の C.R.T を除いて、Fig. 4(a) 及び Fig. 4(b) のすべてであり、これから、本装置の簡略さを知る事が出来るものである。

5. あとがき

今までにはなかった一次元、短距離レーダー信号の一受信方式を発表し、その信号対雑音比改善の程度を計算によって求めてみた。また、距離分解能、最大探知距離、レーダーくり返し周波数 (P.R.F)、データ獲得時間からの信号対雑音比改善に対する拘束条件を調べて、その結果、軌道用車載レーダー等、ある種のレーダー受信装置に用うるにあたり、充分有効である事を指摘した。また、これらの考えのもとに、擬似反射信号を入力として、実験室での実験を行ない、こうした事実を明らかにすると共に、その出力波形の様子を知る事が出来た。実用にあたっての諸条件を考えて選んだ実験条件では、約 19 db の信号対雑音比の改善がなされるべきことを計算結果より指摘し、また、実験結果も、これと同程度であることがわかった。

6. 謝 辞

終りに、この実験に対し、ごべんたつを賜った本学工業教員養成所の深井教授、ならびに当講座の諸氏に、厚く感謝の意を表します。

参 考 文 献

MIDDLETON: Statistical Communication Theory. Part 1.

SKOLNIK, M. I.: Introduction to Rodar Systems. CHAPTER 9, Detection of radar signals in noise.

塚本・鈴木: 近距離ミリ波レーダー信号検出の一方式 2-21, 昭和 41 年度, 電気四学会北海道支部大会.

塚本・鈴木: ミリ波レーダー信号受信の一方式. 397 昭和 41 年度電気通信学会全国大会.